

Docket No.: PHCF-03089
HIR.098



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re patent application of

Masaki Ogura

Serial No.: 10/825,586

Group Art Unit: 2873

Filing Date: April 16, 2004

Examiner: Unknown

For: SIGNAL CONVERTER FOR CONVERTING DIGITAL INPUT SIGNAL TO
OPTICAL MODULATION SIGNAL

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Submitted herewith is a certified copy of Japanese Application Number 2003-163661
filed on June 9, 2003, upon which application the claim for priority is based. Acknowledgment
of receipt is respectfully requested.

Respectfully submitted,

Sean M. McGinn
Registration No. 34,386

Date: 8/19/04
McGinn & Gibb, PLLC
Intellectual Property Law
8321 Old Courthouse Road, Suite 200
Vienna, VA 22182-3817
(703) 761-4100
Customer No. 21254

**CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT**

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 6 月 9 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 1 6 3 6 6 1
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 1 6 3 6 6 1]

出 願 人 日 立 電 線 株 式 会 社
Applicant(s):

BEST AVAILABLE COPY

2 0 0 4 年 5 月 1 1 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫

【書類名】 特許願

【整理番号】 HD150184

【提出日】 平成15年 6月 9日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H03C 1/00

【請求項の数】 6

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区大手町一丁目 6 番 1 号 日立電線株式会
社内

【氏名】 小椋 正紀

【特許出願人】

【識別番号】 000005120

【氏名又は名称】 日立電線株式会社

【代理人】

【識別番号】 100068021

【弁理士】

【氏名又は名称】 絹谷 信雄

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014269

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 信号変換器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル入力信号を光変調信号に変換して出力するために、光変調器に前記デジタル入力信号の振幅を制御した信号電力とマッハツェンダ型光変調器のバイアス電圧とを供給する信号変換器において、周波数 f のパイロット信号を前記バイアス電圧に重畳するパイロット信号重畳部と、出力された光変調信号の一部を受光してモニタ信号として取り出すモニタ部と、このモニタ信号から周波数 f に関するズレ信号を取り出して前記デジタル入力信号の振幅制御に帰還する第 1 の帰還系と、モニタ信号から 2 倍周波数 $2f$ に関するズレ信号を取り出して前記バイアス電力に帰還する第 2 の帰還系とを備えたことを特徴とする信号変換器。

【請求項 2】 前記第 1 の帰還系は、前記パイロット信号と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を前記ズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記振幅制御に帰還する差動アンプとからなることを特徴とする請求項 1 記載の信号変換器。

【請求項 3】 前記第 2 の帰還系は、前記パイロット信号の定倍周波数を発生する発振器と、この発振器の出力と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を定倍周波数に関するズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記バイアス電力に帰還する差動アンプとからなることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の信号変換器。

【請求項 4】 前記第 2 の帰還系は、前記パイロット信号の周波数を発生する発振器と、この発振器の出力に含まれる高調波を抽出するバンドパスフィルタと、この高調波と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を定倍周波数に関するズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記バイアス電力に帰還する差動アンプとからなることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の信号変換器。

【請求項 5】 前記第 2 の帰還系は、前記パイロット信号と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力に含まれる高調波を抽出するバンドパスフィルタと、その高調波と前記パイロット信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を定倍周波数に関するズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記バイアス電力に帰還する差動アンプとからなることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の信号変換器。

【請求項 6】 前記第 2 の帰還系は、前記パイロット信号と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から周波数 f 成分を抽出するバンドパスフィルタと、その高調波と前記パイロット信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を定倍周波数に関するズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記バイアス電力に帰還する差動アンプとからなることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の信号変換器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、デジタル入力信号を光変調信号に変換して出力する信号変換器に係り、特に、振幅制御及びバイアス制御を簡素化する信号変換器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

電氣的なデジタル信号を光変調信号に変換する信号変換器の光変調手段として、公知の光変調器（例えば、LN 変調器）が用いられる。この種の光変調器は、強度が一定な連続光に対して強度変調をかける。この強度変調を与える電力として、入力されたデジタル信号（デジタル入力信号）に比例した信号電力と、直流からなるバイアス電力とがある。これら信号電力及びバイアス電力には、出力された光変調信号がデジタル入力信号に対してリニアであって歪みのない光変調信号となるための適正な値がある。

【0003】

従来技術では、信号電力及びバイアス電力を適正な値にするための構成として図7に示す回路を備えている。即ち、図7の信号変換器は、強度が一定な連続光を発生する光源1と、光変調器2と、デジタル入力信号を増幅して信号電力を供給するドライバ3と、周波数 f のパイロット信号を発生する発振器4と、ドライバ3の出力（又は振幅モニタ端子）からの振幅モニタ信号のフィードバックに応じた直流電圧を発生するDC電圧源5と、その直流電圧とパイロット信号とを重畳してドライバ3の振幅コントロール端子に供給する加算器6と、光変調器2から出力された光変調信号の一部を分岐するスプリッタ7と、分岐された光変調信号の一部を受光するモニタフォトダイオード（モニタPD）8と、モニタPD8の受光電力を増幅してモニタ信号を得るモニタアンプ9と、モニタ信号にパイロット信号を掛け合わせるミキサ10と、その掛け合わせ信号から高周波成分（交流成分）を除去して低周波成分（直流成分）をモニタ位相信号として取り出すローパスフィルタ11と、そのモニタ位相信号を一方の入力とし他方の入力をGNDに接続しモニタ位相信号がGNDレベルになるようバイアス電力を制御する差動アンプ12と、この差動アンプ12から出力されたバイアス電力とドライバ3から出力された信号電力の交流成分とを重畳して光変調器2に印加する変調電力印加器（バイアスT）13とからなる。

【0004】

図示のように、ドライバ3、DC電圧源5、加算器6のループにより、振幅コントロールのための帰還系14が構成されている。また、スプリッタ7、モニタPD8、モニタアンプ9により、出力された光変調信号の一部を受光してモニタ信号として取り出すモニタ部15が構成されている。そして、差動アンプ12、バイアスT13、光変調器2、モニタ部15、ミキサ10、ローパスフィルタ11のループにより、バイアスコントロールのための帰還系16が構成されている。

【0005】

図7の信号変換器では、デジタル入力信号を増幅するドライバ3の振幅コントロール端子に周波数 f のパイロット信号を入力し、光変調器2へ供給する信号電

力の振幅を制御する。帰還系 14 においてドライバ 3 の振幅モニタ信号が一定になるように DC 電圧源 5 の直流電圧を制御することで信号電力が制御される。ただし、光変調器 2 において最適振幅を得るためには、帰還系 14 の諸元を初期調整することが必要になる。

【0006】

バイアス電力を自動的に最適点に制御するために、光変調器 2 から出力された光変調信号の一部をスプリッタ 7 で分岐してモニタ PD 8 で受光する。受光電力をモニタアンプ 9 で増幅したモニタ信号とパイロット信号とをミキサ 10 で掛け合わせ、ローパスフィルタ 11 で直流成分であるモニタ位相信号を取り出す。このモニタ位相信号を他方の入力に GND に接続された差動アンプ 12 に入力することで、モニタ位相信号が GND レベルになるよう自動的にバイアス電力が制御される。

【0007】

【特許文献 1】

特許第 2642499 号公報

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

従来の信号変換器では、光変調器 2 において最適振幅を得るためには、帰還系 14 の諸元を初期調整することが必要になる。この初期調整は信号変換器の光出力を外部測定装置で測定しながら、帰還系 14 の部品交換或いはツマミ調整などを繰り返し行うものである。こうした、初期調整が信号変換器の量産性を低下させると共にコスト削減の障害となっていた。

【0009】

そこで、本発明の目的は、上記課題を解決し、振幅制御及びバイアス制御を簡素化する信号変換器を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために本発明は、デジタル入力信号を光変調信号に変換して出力するために、光変調器に前記デジタル入力信号の振幅を制御した信号電力

と前記マッハツェンダ型光変調器のバイアス電圧とを供給する信号変換器において、周波数 f のパイロット信号を前記バイアス電圧に重畳するパイロット信号重畳部と、出力された光変調信号の一部を受光してモニタ信号として取り出すモニタ部と、このモニタ信号から周波数 f に関するズレ信号を取り出して前記デジタル入力信号の振幅制御に帰還する第 1 の帰還系と、モニタ信号から 2 倍周波数 $2f$ に関するズレ信号を取り出して前記バイアス電力に帰還する第 2 の帰還系とを備えたものである。

【0011】

前記第 1 の帰還系は、前記パイロット信号と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を前記ズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記振幅制御に帰還する差動アンプとからなってもよい。

【0012】

前記第 2 の帰還系は、前記パイロット信号の定倍周波数を発生する発振器と、この発振器の出力と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を定倍周波数に関するズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記バイアス電力に帰還する差動アンプとからなってもよい。

【0013】

前記第 2 の帰還系は、前記パイロット信号の周波数を発生する発振器と、この発振器の出力に含まれる高調波を抽出するバンドパスフィルタと、この高調波と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を定倍周波数に関するズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記バイアス電力に帰還する差動アンプとからなってもよい。

【0014】

前記第 2 の帰還系は、前記パイロット信号と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力に含まれる高調波を抽出するバンドパスフィルタと、その高調波と前記パイロット信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出

力から低周波成分を定倍周波数に関するズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記バイアス電力に帰還する差動アンプとからなってもよい。

【0015】

前記第2の帰還系は、前記パイロット信号と前記モニタ信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から周波数 f 成分を抽出するバンドパスフィルタと、その高調波と前記パイロット信号とを掛け合わせるミキサと、そのミキサの出力から低周波成分を定倍周波数に関するズレ信号として取り出すローパスフィルタと、そのローパスフィルタの出力と基準値との差を前記バイアス電力に帰還する差動アンプとからなってもよい。

【0016】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の一実施形態を添付図面に基づいて詳述する。

【0017】

図1に示されるように、本発明に係る信号変換器は、強度が一定な連続光を発生する光源1と、マッハツェンダ型光変調器2と、デジタル入力信号を増幅して信号電力を供給するドライバ3と、周波数 f のパイロット信号を発生する発振器4と、マッハツェンダ型光変調器2から出力された光変調信号の一部を分岐するスプリッタ7と、分岐された光変調信号の一部を受光するモニタフォトダイオード（モニタPD）8と、モニタPD8の受光電力を増幅してモニタ信号を得るモニタアンプ9と、モニタ信号にパイロット信号を掛け合わせるミキサ17と、その掛け合わせ信号から高周波成分（交流成分）を除去して低周波成分（直流成分）を周波数 f に関するズレ信号（以下、 f ズレ信号という）として取り出すローパスフィルタ18と、その f ズレ信号を一方の入力とし他方の入力をGNDに接続し f ズレ信号がGNDレベルになるようドライバ3の振幅コントロール端子への出力を制御する差動アンプ19と、2倍周波数 $2f$ の内部参照用信号を発生する発振器20と、この内部参照用信号をモニタ信号に掛け合わせるミキサ21と、その掛け合わせ信号から高周波成分（交流成分）を除去して低周波成分（直流成分）を第2次モニタ位相信号として取り出すローパスフィルタ22と、その2

倍周波数 $2f$ に関するズレ信号（以下、 $2f$ ズレ信号という）を一方の入力とし他方の入力を GND に接続し $2f$ ズレ信号が GND レベルになるようバイアス電力を制御する差動アンプ 23 と、この差動アンプ 23 の出力に発振器 4 からの周波数 f のパイロット信号を加算する加算器 24 と、このパイロット信号が含まれたバイアス電力とドライバ 3 から出力された信号電力の交流成分とを重畳して光変調器 2 に印加する変調電力印加器（バイアス T）13 とからなる。

【0018】

図示のように、本発明では、周波数 f のパイロット信号をバイアス電力に重畳するパイロット信号重畳部 25 が設けられている。また、スプリッタ 7、モニタ PD 8、モニタアンプ 9 により、出力された光変調信号の一部を受光してモニタ信号として取り出すモニタ部 15 が構成されている。さらに、差動アンプ 23、ドライバ 3、バイアス T 13、光変調器 2、モニタ部 15、ミキサ 17、ローパスフィルタ 18 のループにより、モニタ信号から周波数 f 成分を取り出してデジタル入力信号の振幅制御に帰還する第 1 の帰還系 26 が構成されている。また、差動アンプ 23、パイロット信号重畳部 25、バイアス T 13、マッハツェンダ型光変調器 2、モニタ部 15、ミキサ 21、ローパスフィルタ 22 のループにより、モニタ信号から 2 倍周波数 $2f$ 成分を取り出してバイアス電力に帰還する第 2 の帰還系 27 が構成されている。

【0019】

図 1 に示した本発明の信号変換器では、周波数 f のパイロット信号をバイアス電力に含めて光変調器 2 に供給することで、マッハツェンダ型光変調器 2 から出力される光変調信号のバイアス点（デジタル信号による上下のピークの間中点）を変動させる。この光変調信号の一部をスプリッタ 7 で分岐してモニタ PD 8 で受光する。受光電力をモニタアンプ 9 で増幅したモニタ信号と周波数 f のパイロット信号とをミキサ 17 で掛け合わせ、ローパスフィルタ 18 で直流成分である f ズレ信号を取り出す。この f ズレ信号を他方の入力が GND に接続された差動アンプ 19 に入力することで、 f ズレ信号が GND レベルになるよう自動的にドライバ 3 の出力振幅、即ち、信号電力が制御される。

【0020】

一方、ミキサ 21 ではモニタ信号と 2 倍周波数 $2f$ の内部参照用信号とを掛け合わせ、ローパスフィルタ 22 で直流成分である $2f$ ズレ信号を取り出す。この $2f$ ズレ信号を他方の入力に GND に接続された差動アンプ 23 に入力することで、 $2f$ ズレ信号が GND レベルになるよう自動的にバイアス電力（パイロット信号は含まない）が制御される。これにより、バイアス点が最適点となる。

【0021】

図 2 から図 6 に、LN 変調器（MZ 変調器）である光変調器 2 における入力電圧と出力パワーとの関係を示す入出力特性波形と共に、図 1 に示した信号変換器の各部（A）～（E）の信号波形を示す。即ち、（A）は光変調器 2 の変調電力入力端の波形、（B）光変調信号の一部を分岐した光波形、（C）はモニタ PD 8 の受光電力の波形、（D）は差動アンプ 23 に入力される $2f$ ズレ信号の波形、（E）は差動アンプ 19 に入力される f ズレ信号の波形である。各波形の横軸は時間、縦軸は電圧又は光強度である。

【0022】

図 2 は、ドライバ 3 の出力振幅が最適振幅 V_{π} で、バイアス点が最適点にある場合である。図 2（A）に示されるように変調電力はデジタル信号による上のピークを包絡した波形とデジタル信号による下のピークを包絡した波形とが同じ位相で現れている。これはパイロット信号が含まれたバイアス電力とドライバ 3 からの信号電力の交流成分とを重畳したからである。図 2（B）に示されるように光変調信号はデジタル信号による上のピークを包絡した波形（周期 $1/2f$ ）とデジタル信号による下のピークを包絡した波形（周期 $1/2f$ ）とがほぼ逆位相で現れている。モニタ PD 8 は応答が遅いため高周波であるデジタル信号成分を実質的にカットするので、図 2（B）の平均波形となる信号を出力する。ここでは、図 2（B）で上のピークが高いときには下のピークが低いというように、上下のピークが時間的にほぼ同時に増減逆の変化をするので、図 2（C）に示されるようにモニタ PD 8 の受光電力の波形はほぼ直流である。これにより、図 2（D）に示されるようにミキサ 21 で 2 倍周波数 $2f$ の内部参照用信号を掛け合わせた後、ローパスフィルタ 22 で高周波をカットした $2f$ ズレ信号は 0 電位直流となる。また、図 2（E）に示されるようにミキサ 17 で周波数 f のパイロツ

ト信号を掛け合わせた後、ローパスフィルタ 18 で高周波をカットした f ズレ信号は 0 電位直流となる。

【0023】

ここで、図 2 (B) の波形が周期 $1/2f$ で変化するのは、ドライバ 3 の出力振幅が最適振幅 V_{π} で、バイアス点が最適点にあるからである。具体的には、光変調器 2 の入出力特性波形の変曲点において、図 2 (A) に示した変調電力印加器 13 からのデジタル入力信号の電圧変化が入力電圧軸上で左右の変化となるため、光変調器 2 の出力変化はパイロット信号の 2 倍の変化となる。

【0024】

図 3 は、ドライバ 3 の出力振幅が最適振幅 V_{π} 未満で、バイアス点が最適点にある場合である。ここでは、図 3 (B) に示されるように光変調信号はデジタル信号による上のピークを包絡した波形 (周期 $1/f$) とデジタル信号による下のピークを包絡した波形 (周期 $1/f$) とがほぼ同位相で現れている。つまり上のピークが高いときには下のピークも高いというように、上下のピークが時間的にはほぼ同時に増減方向が同じ増減変化をするので、図 3 (C) に示されるようにモニタ PD 8 の受光電力の波形は周波数 f の変化をする。図 3 (D) の波形は 0 電位直流となるが、図 3 (E) 波形は 0 電位より大きい直流となる。

【0025】

図 3 (D) の波形が 0 電位直流となるのは、次のメカニズムに拠る。図 3 (C) の出力と 2 倍周波数 $2f$ の内部参照用信号とをミキサ 21 により積算するので、ミキサ 21 の出力は、

$$\begin{aligned} & \sin(2\pi f t) \cdot \sin(2\pi 2f t) \\ &= \{-\cos(6\pi f t) + \cos(2\pi 2f t)\} / 2 \end{aligned}$$

で表される。この出力は、高周波なのでローパスフィルタ 22 でカットされて 0 電位直流となる。

【0026】

図 3 (E) 波形が 0 電位より大きい直流となるのは、次のメカニズムに拠る。図 3 (C) の出力と周波数 f のパイロット信号とをミキサ 17 により積算するので、ミキサ 17 の出力は、

$$\begin{aligned} & \sin(2\pi f t) \cdot \sin(2\pi f t) \\ &= \{-\cos(4\pi f t) + \cos(0)\} / 2 \end{aligned}$$

で表される。この出力がローパスフィルタ 18 で高周波カットされると右辺の $\cos(0) / 2$ 成分のみとなる。

【0027】

図 4 は、ドライバ 3 の出力振幅が最適振幅 V_{π} より大で、バイアス点が最適点にある場合である。ここでは、図 4 (B) に示されるように光変調信号はデジタル信号による上のピークを包絡した波形（周期 $1/f$ ）とデジタル信号による下のピークを包絡した波形（周期 $1/f$ ）とがほぼ同位相で現れている。つまり上のピークが高いときには下のピークも高いというように、上下のピークが時間的にはほぼ同時に増減方向が同じ増減変化をするので、図 4 (C) に示されるようにモニタ PD 8 の受光電力の波形は周波数 f の変化をする。ただし、図 3 (C) の場合とは逆相となる。図 4 (D) の波形は 0 電位直流となるが、図 4 (E) 波形は 0 電位より小さい直流となる。

【0028】

図 5 は、ドライバ 3 の出力振幅が最適振幅 V_{π} で、バイアス点が最適点より低い場合である。ここでは、図 5 (B) に示されるように光変調信号には、周波数 f 、 $2f$ の信号が乗った状態となる。周波数 f については、上のピークを包絡した波形と下のピークを包絡した波形とがほぼ逆位相となるので、光変調信号を平均すると周波数 f の信号は消える。即ち、図 5 (C) に示されるようにモニタ PD 8 の受光電力の波形は周波数 $2f$ となる。よって、図 5 (D) の波形は 0 電位より大きい直流となり、図 5 (E) 波形は 0 電位直流となる。

【0029】

ここで、図 5 (C) の波形に周波数 $2f$ の成分が現れるのは、光変調器 2 の入出力特性波形の非線形部分、即ち、山と谷の部分によって変調が行われるために高次の周波数成分が重畳されてしまうからである。

【0030】

図 6 は、ドライバ 3 の出力振幅が最適振幅 V_{π} で、バイアス点が最適点より高い場合である。ここでは、図 6 (B) に示されるように光変調信号には、周波数

f , $2f$ の信号が乗った状態となる。周波数 f については、上のピークを包絡した波形と下のピークを包絡した波形とがほぼ逆位相となるので、光変調信号を平均すると周波数 f の信号は消える。即ち、図 6 (C) に示されるようにモニタ PD 8 の受光電力の波形は周波数 $2f$ となる。ただし、図 5 (C) の場合とは逆相となる。よって、図 6 (D) の波形は 0 電位より小さい直流となり、図 6 (E) の波形は 0 電位直流となる。

【0031】

図 3 から図 6 のいずれの場合においても、(D) 及び (E) の波形はフィードバックにより限り無く 0 電位に近付けられるので、実際にこれらの波形を観測することは難しいが、回路の動作原理の説明のために誇張して示した。このフィードバックの結果、ドライバ 3 の出力振幅が最適振幅 V_{π} からずれている場合も、バイアス点が最適点からずれている場合も、これらのずれが自動調整されて図 2 のように、ドライバ 3 の出力振幅が最適振幅 V_{π} となり、バイアス点が最適点となる。

【0032】

次に、本発明の他の実施形態を説明する。

【0033】

図 8 に示した信号変換器は、図 1 の信号変換器に対して点線枠 28 で囲んだ部分を変形したものである。点線枠 28 内だけを説明すると、主として周波数 f の信号を発生する発振器 4 と、この発振器 4 の出力から周波数 f の信号を取り出すためのローパスフィルタ 29 と、発振器 4 の出力から 2 次の高調波 $2f$ の信号を取り出すためのバンドパスフィルタ 30 とを有する。発振器 4 の出力には、周波数 f の信号のほかに高調波も多少含まれている。そこで、ローパスフィルタ 29 では周波数 f 成分の信号のみを取り出し、パイロット信号として加算器 24 に与えると共にモニタ信号の周波数 f 成分を DC 電圧に変換する基準信号としてミキサ 17 に与える。一方、バンドパスフィルタ 30 では 2 倍周波数 $2f$ の内部参照用信号を取り出し、モニタ信号の周波数 $2f$ 成分を DC 電圧に変換する基準信号としてミキサ 21 に与える。

【0034】

図9に示した信号変換器は、図1の信号変換器に対して点線枠31で囲んだ部分を変形したものである。発振器4の出力が4つに分岐されており、一つはパイロット信号として加算器24に与えられ、一つはモニタ信号の周波数 f 成分をDC電圧に変換する基準信号としてミキサ17に与えられる。残りの2つは、モニタ信号の周波数 $2f$ 成分をDC電圧に変換するための2つの基準信号として点線枠31内のミキサ32及びミキサ33に与えられる。ミキサ32にはモニタ信号が入力されており、ミキサ32によりモニタ信号の周波数 $2f$ 成分が周波数 f の信号に変換され、周波数 f のバンドパスフィルタ34で抽出され、アンプ35で増幅される。その増幅された信号がミキサ33によりDC電圧に変換され、ローパスフィルタ36で抽出される。

【0035】

図10に示した信号変換器は、図1の信号変換器に対して点線枠37で囲んだ部分を変形したものである。発振器4の出力が3つに分岐されており、一つはパイロット信号として加算器24に与えられ、一つはモニタ信号の周波数 f 成分をDC電圧に変換する基準信号兼モニタ信号の周波数 $2f$ 成分を周波数 f の信号に変換する基準信号としてミキサ38に与えられる。ミキサ38の出力が2つに分岐されており、ミキサ38の出力の一方は、DC電圧を取り出すためにローパスフィルタ39に入力され、他方は周波数 f 成分を取り出すためにバンドパスフィルタ40に入力される。ローパスフィルタ39で取り出されたDC電圧は図1と同様に差動アンプ19に入力される。バンドパスフィルタ40で取り出された周波数 f 成分は、アンプ41で増幅された後、前記3つに分岐した発振器4の出力の残りの一つと共にミキサ42に与えられる。ローパスフィルタ22以降は図1と同様である。

【0036】

【発明の効果】

本発明は次の如き優れた効果を発揮する。

【0037】

(1) 振幅制御及びバイアス制御が簡素化される。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施形態を示す信号変換器の回路図である。

【図 2】

図 1 の信号変換器の各部 (A) ~ (E) における信号波形を示す図である。

【図 3】

図 1 の信号変換器の各部 (A) ~ (E) における信号波形を示す図である。

【図 4】

図 1 の信号変換器の各部 (A) ~ (E) における信号波形を示す図である。

【図 5】

図 1 の信号変換器の各部 (A) ~ (E) における信号波形を示す図である。

【図 6】

図 1 の信号変換器の各部 (A) ~ (E) における信号波形を示す図である。

【図 7】

従来の信号変換器の回路図である。

【図 8】

本発明の他の実施形態を示す信号変換器の回路図である。

【図 9】

本発明の他の実施形態を示す信号変換器の回路図である。

【図 10】

本発明の他の実施形態を示す信号変換器の回路図である。

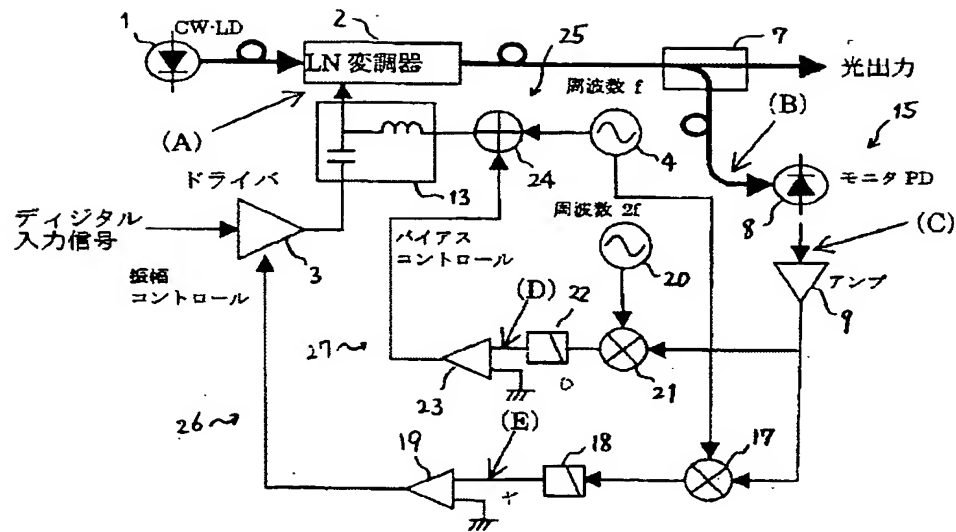
【符号の説明】

- 1 光源
- 2 光変調器
- 3 ドライバ
- 4 発振器
- 7 スプリッタ
- 8 モニタフォトダイオード (モニタ PD)
- 9 モニタアンプ
- 13 変調電力印加器 (バイアス T)

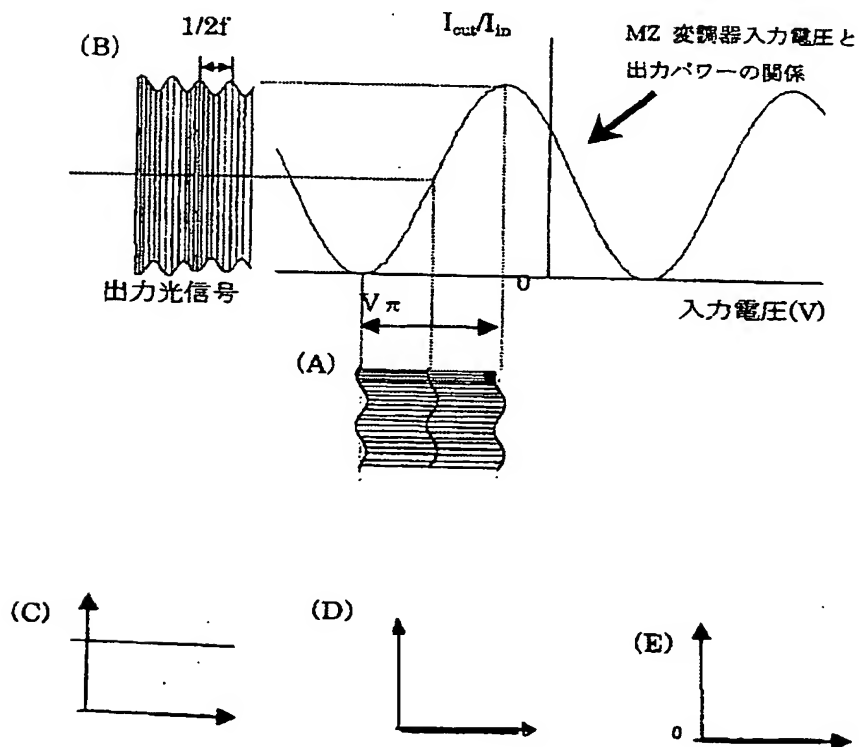
- 1 5 モニタ部
- 1 7 ミキサ
- 1 8 ローパスフィルタ
- 1 9 差動アンプ
- 2 0 発振器
- 2 1 ミキサ
- 2 2 ローパスフィルタ
- 2 3 差動アンプ
- 2 4 加算器
- 2 5 パイロット信号重畳部
- 2 6 第 1 の帰還系
- 2 7 第 2 の帰還系

【書類名】 図面

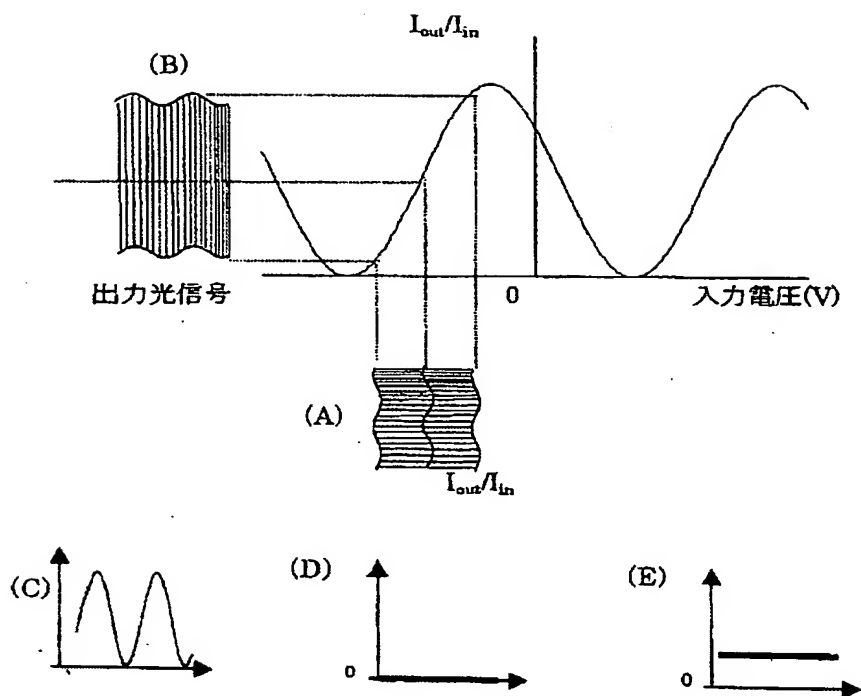
【図 1】



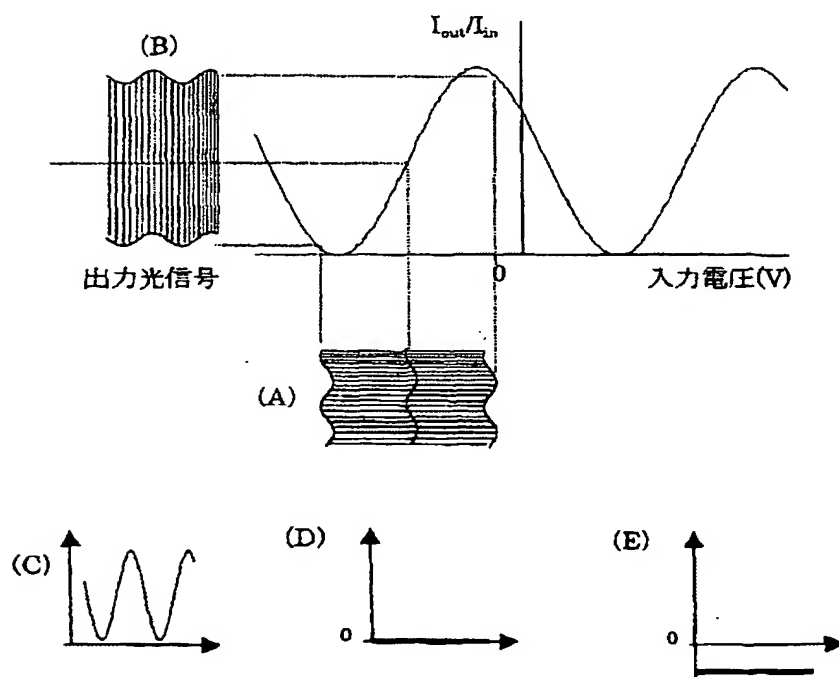
【図 2】



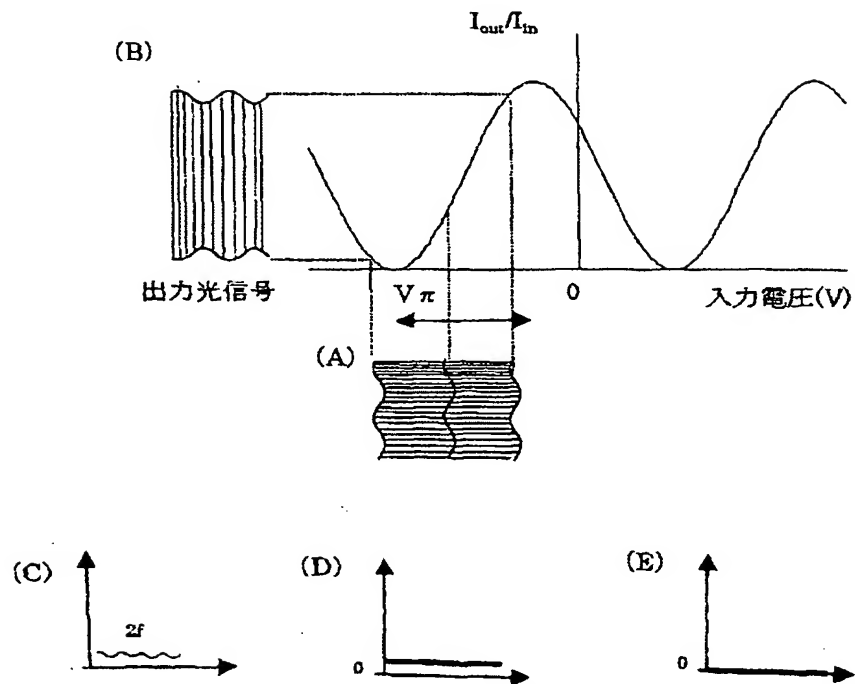
【図 3】



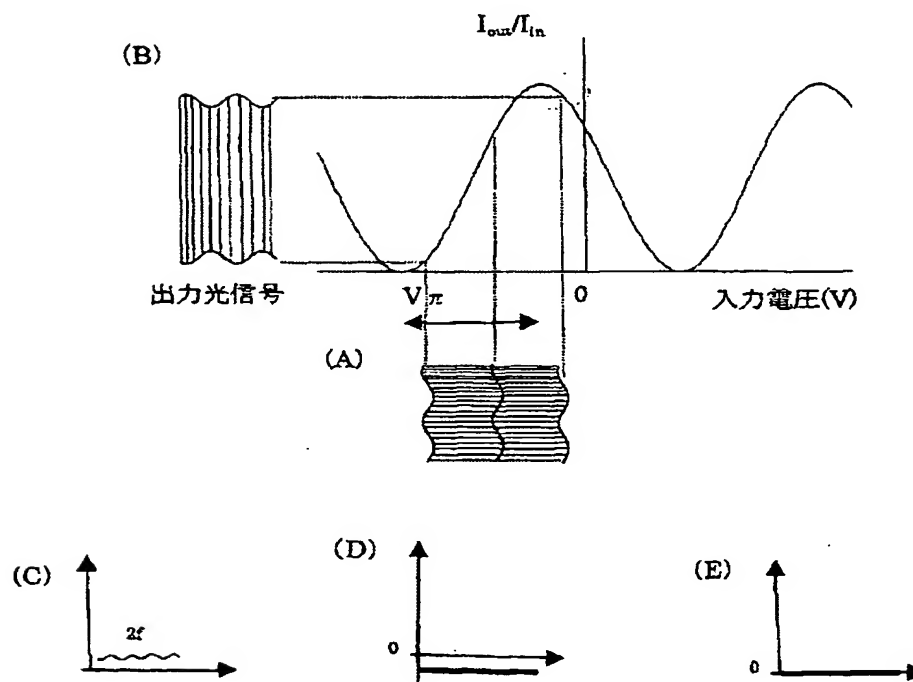
【図 4】



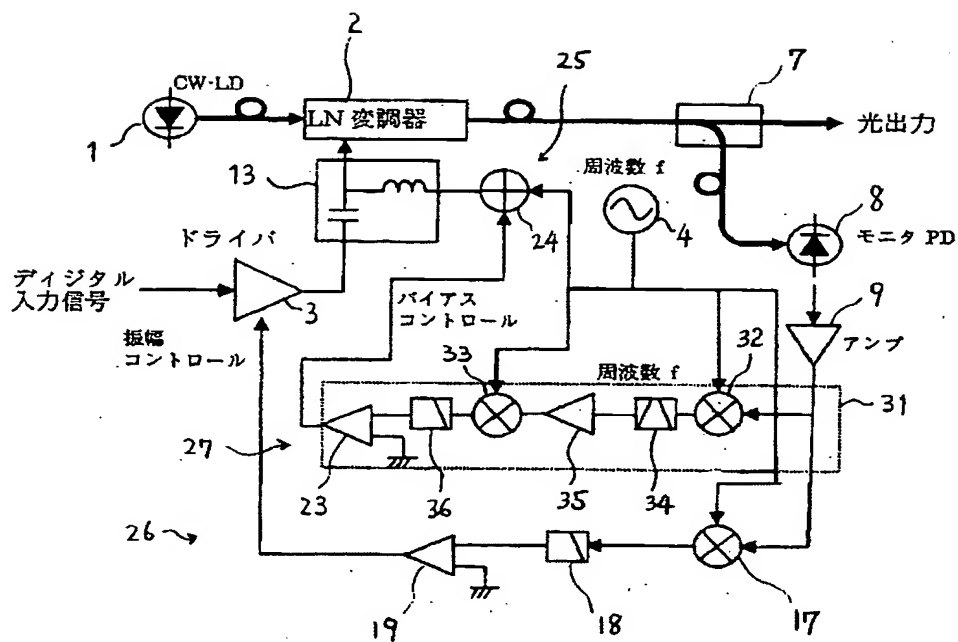
【図 5】



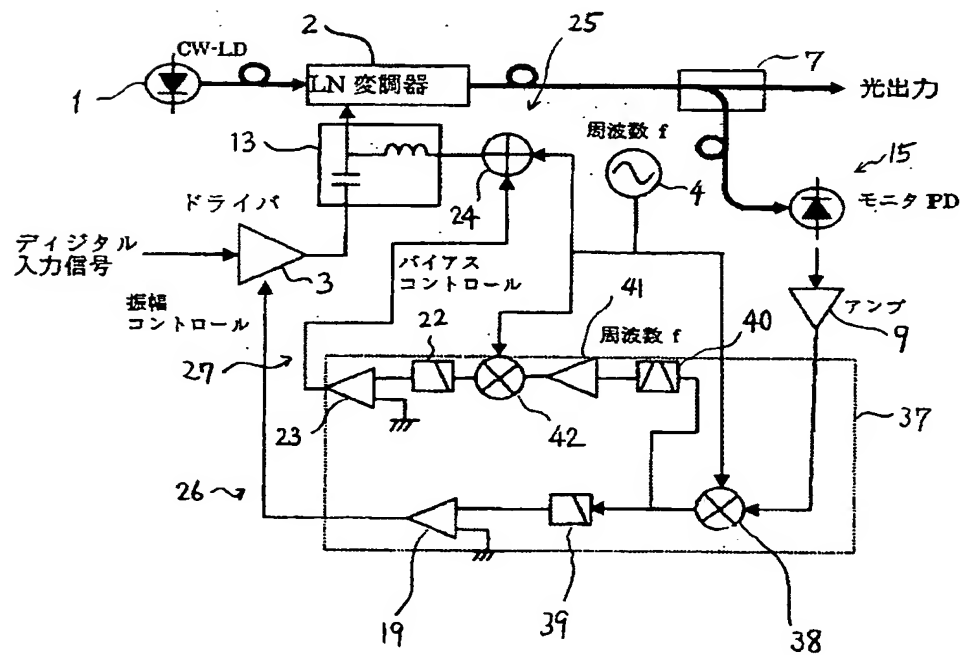
【図 6】



【図 9】



【図 10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 振幅制御及びバイアス制御を簡素化する信号変換器を提供する。

【解決手段】 デジタル入力信号を光変調信号に変換して出力するために、光変調器 2 に前記デジタル入力信号の振幅を制御した信号電力と前記デジタル入力信号のバイアスを制御したバイアス電力とを供給する信号変換器において、周波数 f のパイロット信号を前記バイアス電力に重畳するパイロット信号重畳部 25 と、出力された光変調信号の一部を受光してモニタ信号として取り出すモニタ部 15 と、このモニタ信号から周波数 f に関するズレ信号を取り出して前記デジタル入力信号の振幅制御に帰還する第 1 の帰還系 26 と、モニタ信号から 2 倍周波数 $2f$ に関するズレ信号を取り出して前記バイアス電力に帰還する第 2 の帰還系 27 とを備えた。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 1 6 3 6 6 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 1 2 0]

1. 変更年月日 1 9 9 9 年 1 1 月 2 6 日

[変更理由] 住所変更

住 所 東京都千代田区大手町一丁目 6 番 1 号

氏 名 日立電線株式会社